

CLIPPEDIMAGE= JP404359691A

PAT-NO: JP404359691A

DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 04359691 A

TITLE: ROTOR POSITION DETECTOR FOR BRUSHLESS MOTOR

PUBN-DATE: December 11, 1992

INVENTOR-INFORMATION:

NAME

FUJITA, KOETSU

YANASE, TAKAO

ASSIGNEE-INFORMATION:

NAME

FUJI ELECTRIC CO LTD

COUNTRY

N/A

APPL-NO: JP03174981

APPL-DATE: July 16, 1991

INT-CL (IPC): H02P006/02

US-CL-CURRENT: 318/254

ABSTRACT:

PURPOSE: To make it possible to detect the rotor position of a brushless motor even under low speed rotation of motor without requiring a pole sensor.

CONSTITUTION: Two phases of stator windings of a three-phase brushless motor 1 comprising the stator windings and a rotor having a permanent magnet are excited with an AC power supply 3 in two or more combination and exciting voltages and currents at that time are detected, respectively, through detectors 4, 5. A pole position operating circuit 10 determines an inductance value based on thus detected voltage and current thus detecting the rotor

position of the brushless motor even at the time of starting or low speed rotation. Alternatively, the rotor position can be detected based on the variation of inductance when AC excitation is performed at a preset angle using the three-phase windings of stator.

COPYRIGHT: (C)1992,JPO&Japio

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平4-359691

(43) 公開日 平成4年(1992)12月11日

(51) Int.Cl.⁵

H 0 2 P 6/02

識別記号

3 5 1 N 8527-5H

片内整理番号

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 8 (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願平3-174981

(22) 出願日 平成3年(1991)7月16日

(31) 優先権主張番号 特願平3-81087

(32) 優先日 平3(1991)3月22日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000005234

富士電機株式会社

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

(72) 発明者 藤田 光悦

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

富士電機株式会社内

(72) 発明者 柳瀬 孝雄

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

富士電機株式会社内

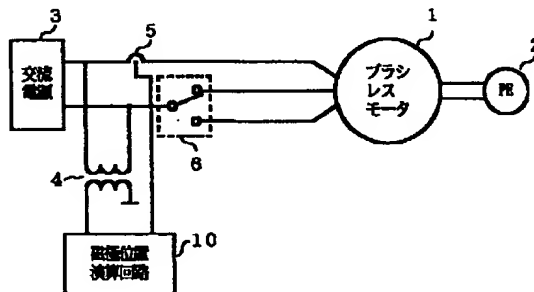
(74) 代理人 弁理士 松崎 清

(54) 【発明の名称】 ブラシレスモータの回転子位置検出装置

(57) 【要約】

【目的】 ブラシレスモータの回転子位置を、モータの低速時でも磁極センサなしで検出できるようにする。

【構成】 固定子巻線と永久磁石を持つ回転子とからなる3相ブラシレスモータ1の前記固定子巻線のうちの2相を、交流電源3により少なくとも2通り以上の組み合わせで交流励磁してそのときの励磁電圧、電流を検出器4、5によりそれぞれ検出し、その電圧、電流検出値から磁極位置演算回路10によりインダクタンス値を求め、このインダクタンス値にもとづきブラシレスモータの回転子位置を検出できるようにし、始動時や低速時にも対応可能とする。また、交流励磁を予め設定した角度で固定子の3相巻線を利用して行ない、そのときのインダクタンスの変化から回転子位置を検出することも可能である。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 固定子巻線と永久磁石を持つ回転子とからなる3相ブラシレスモータと、この固定子巻線のうちの2つの相を交流励磁する交流電源と、この交流電源からの出力電圧、出力電流をそれぞれ検出する電圧、電流検出手段と、この電圧、電流検出手段の出力値からインダクタンスを演算する演算手段と、その演算値から前記回転子の位置を判断する判断手段とを備え、3相巻線のうちの少なくとも2通り以上の組み合わせで前記固定子巻線の2つの相を交流励磁し、その結果前記演算手段を介して得られる少なくとも2通りの巻線インダクタンス値にもとづき、前記判断手段にて回転子の停止位置を検出することを特徴とするブラシレスモータの回転子位置検出装置。

【請求項2】 固定子巻線と永久磁石を持つ回転子とからなる3相ブラシレスモータと、この固定子巻線のうちの2つの相を交流励磁し電圧形PWMインバータからなる交流電源と、この交流電源の出力電流を検出する電流検出手段と、前記電圧形PWMインバータの電圧指令値と電流検出値とからインダクタンスを演算する演算手段と、その演算値から前記回転子の位置を判断する判断手段とを備え、3相巻線のうちの少なくとも2通り以上の組み合わせで前記固定子巻線の2つの相を交流励磁し、その結果前記演算手段を介して得られる少なくとも2通りの巻線インダクタンス値にもとづき、前記判断手段にて回転子の停止位置を検出することを特徴とするブラシレスモータの回転子位置検出装置。

【請求項3】 固定子巻線と永久磁石を持つ回転子とからなる3相ブラシレスモータと、この固定子巻線のうちの2つの相を交流励磁し電流マイナーループ付き電圧形PWMインバータからなる交流電源と、この交流電源の出力電圧を検出する電圧検出手段と、前記電流マイナーループ付き電圧形PWMインバータの電流指令値と電圧検出値とからインダクタンスを演算する演算手段と、その演算値から前記回転子の位置を判断する判断手段とを備え、3相巻線のうちの少なくとも2通り以上の組み合わせで前記固定子巻線の2つの相を交流励磁し、その結果前記演算手段を介して得られる少なくとも2通りの巻線インダクタンス値にもとづき、前記判断手段にて回転子の停止位置を検出することを特徴とするブラシレスモータの回転子位置検出装置。

【請求項4】 固定子巻線と永久磁石を持つ回転子とからなる3相ブラシレスモータと、固定子巻線のうち3相巻線を用いて任意の空間角度で直流励磁し電圧形PWMインバータからなる直流電源と、この直流電源からの出力電流を検出する電流検出手段と、前記電圧形PWMインバータの電圧指令値と電流検出値とからインダクタンスを演算する演算手段と、その演算値から前記回転子の位置を判断する判断手段とを備え、前記判断手段を介して得られる回転子位置から力率が零となる空間的に180

2

0角度の異なる位置で、それぞれ巻線時定数よりも短い時間だけ直流励磁し、前記電流検出手段により2つの角度における直流励磁期間中の或る一定期間における電流増加の大小から回転子にある永久磁石のN極、S極の判別を可能にしていることを特徴とするブラシレスモータの回転子位置検出装置。

【請求項5】 固定子巻線と永久磁石を持つ回転子とからなる3相ブラシレスモータと、電圧形PWMインバータからなる交流電源と、この交流電源に対し電圧指令値を与える電圧指令回路と、この電圧指令値と電流検出値とから電圧、電流の位相差を演算する位相差演算手段と、前記交流電源を介して任意の空間角度で固定子の3相巻線を交番電圧にて交流励磁したときの電圧指令値、電流検出値と予め既知の巻線抵抗値、または電圧指令値、電流検出値と前記位相差演算手段を介して得られる電圧、電流の位相差とから巻線インダクタンスを演算する演算手段とを備え、その演算値から前記回転子の位置を検出することを特徴とするブラシレスモータの回転子位置検出装置。

【請求項6】 固定子巻線と永久磁石を持つ回転子とからなる3相ブラシレスモータと、電圧形PWMインバータからなる交流電源と、この交流電源に対し電圧指令値を与える電圧指令回路と、この電圧指令値と電流検出値とから電圧、電流の位相差を演算する位相差演算手段と、前記交流電源を介して任意の空間角度で固定子の3相巻線を交番電圧にて交流励磁したとき前記位相差演算手段にて演算される位相差を記憶する記憶手段と、前記空間角度を最初に設定した空間角度から電気角で180度または360度になるまで或る所定の角度ずつ順次変化させて行きながら、その都度演算される電圧、電流の位相差を前記記憶手段に順次記憶して行き、この記憶された位相差が最大の空間角度をもって永久磁石がつくる磁束と直交しているものと判断し、前記位相差が最小の空間角度をもって永久磁石がつくる磁束と平行しているものと判断することを特徴とするブラシレスモータの回転子位置検出装置。

【請求項7】 前記交流励磁するときの電圧指令値の中で最大の振幅となる相を選択する選択手段を付加し、選択された相の電圧指令値とこれに対応する電流検出値とから位相差を検出することを特徴とする請求項6に記載のブラシレスモータの回転子位置検出装置。

【請求項8】 前記交流電源を電流マイナーループ付きの電圧形PWMインバータとして前記電圧指令回路の代わりに電流指令回路を設け、前記位相差をこの電流指令回路からの電流指令値と電圧検出値とから演算することを特徴とする請求項5ないし7のいずれかに記載のブラシレスモータの回転子位置検出装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】この発明は、永久磁石を回転子に

3

有する3相ブラシレスモータを磁極センサなしで駆動する場合等に用いて好適な回転子位置検出装置に関する。

【0002】

【従来の技術】ブラシレスモータは、直流電動機が機械的に転流を行なうのに対し、電気的なスイッチを用いて転流を行ない同期電動機を駆動するものである。その転流は最も力率良く運転できるように行なう必要があるが、永久磁石形の同期電動機ではそのタイミングが、回転子に組み込まれている永久磁石による磁極の位置で一義的に決まる。そのため、ブラシレスモータを駆動するには磁極位置を検出するセンサが不可欠となる。このため、ブラシレスモータはセンサが必要になるだけでなく、センサからの信号を制御装置に伝達するための信号線を必要とすることからコスト、小型軽量、信頼性などの点で問題がある。そこで、このようなセンサを用いないブラシレスモータが提案されている。これは、モータの逆起電圧を検出し、これにより転流のタイミングを決めるものである。ただ、始動時または低速時には逆起電圧がないため、検出に充分な電圧が発生するまでモータを開ループにて（同期電動機として）運転し、或る速度以上においてブラシレスモータとしての運転に切り換えるようにしている。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】以上のように、センサレス方式では始動時または低速時に通常のブラシレスモータとして運転できないので、例えば位置制御を行なうサーボモータには適用することができない。また、低速時用の開ループ制御回路、および閉ループ制御回路への切り換え回路などが必要なため装置が複雑になるだけでなく、切り換え時にショックが発生するという問題もある。したがって、この発明の課題はブラシレスモータの回転子位置を、モータが低速時でもセンサなし（センサレス）で検出し得るようにすることにある。

【0004】

【課題を解決するための手段】このような課題を解決するため、第1の発明では、固定子巻線と永久磁石を持つ回転子とからなる3相ブラシレスモータと、この固定子巻線のうちの2つの相を交流励磁する交流電源と、この交流電源からの出力電圧、出力電流をそれぞれ検出する電圧、電流検出手段と、この電圧、電流検出手段の出力値からインダクタンスを演算する演算手段と、その演算値から前記回転子の位置を判断する判断手段とを備え、3相巻線のうちの少なくとも2通り以上の組み合わせで前記固定子巻線の2つの相を交流励磁し、その結果前記演算手段を介して得られる少なくとも2通りの巻線インダクタンス値にもとづき、前記判断手段にて回転子の停止位置を検出することを特徴としている。

【0005】第2の発明では、固定子巻線と永久磁石を持つ回転子とからなる3相ブラシレスモータと、この固定子巻線のうちの2つの相を交流励磁し電圧形PWMイ

4

ンバータからなる交流電源と、この交流電源の出力電流を検出する電流検出手段と、前記電圧形PWMインバータの電圧指令値と電流検出値とからインダクタンスを演算する演算手段と、その演算値から前記回転子の位置を判断する判断手段とを備え、3相巻線のうちの少なくとも2通り以上の組み合わせで前記固定子巻線の2つの相を交流励磁し、その結果前記演算手段を介して得られる少なくとも2通りの巻線インダクタンス値にもとづき、前記判断手段にて回転子の停止位置を検出することを特徴としている。

【0006】第3の発明では、固定子巻線と永久磁石を持つ回転子とからなる3相ブラシレスモータと、この固定子巻線のうちの2つの相を交流励磁し電流マイナーループ付き電圧形PWMインバータからなる交流電源と、この交流電源の出力電圧を検出する電圧検出手段と、前記電流マイナーループ付き電圧形PWMインバータの電流指令値と電圧検出値とからインダクタンスを演算する演算手段と、その演算値から前記回転子の位置を判断する判断手段とを備え、3相巻線のうちの少なくとも2通り以上の組み合わせで前記固定子巻線の2つの相を交流励磁し、その結果前記演算手段を介して得られる少なくとも2通りの巻線インダクタンス値にもとづき、前記判断手段にて回転子の停止位置を検出することを特徴としている。

【0007】第4の発明では、固定子巻線と永久磁石を持つ回転子とからなる3相ブラシレスモータと、固定子巻線のうち3相巻線を用いて任意の空間角度で直流励磁し電圧形PWMインバータからなる直流電源と、この直流電源からの出力電流を検出する電流検出手段と、前記電圧形PWMインバータの電圧指令値と電流検出値とからインダクタンスを演算する演算手段と、その演算値から前記回転子の位置を判断する判断手段とを備え、前記判断手段を介して得られる回転子位置から力率が零となる空間的に180角度の異なる位置で、それぞれ巻線時定数よりも短い時間だけ直流励磁し、前記電流検出手段により2つの角度における直流励磁期間中の或る一定期間における電流増加の大小から回転子にある永久磁石のN極、S極の判別を可能にしたことを特徴としている。

【0008】第5の発明では、固定子巻線と永久磁石を持つ回転子とからなる3相ブラシレスモータと、電圧形PWMインバータからなる交流電源と、この交流電源に対し電圧指令値を与える電圧指令回路と、この電圧指令値と電流検出値とから電圧、電流の位相差を演算する位相差演算手段と、前記交流電源を介して任意の空間角度で固定子の3相巻線を交番電圧にて交流励磁したときの電圧指令値、電流検出値と予め既知の巻線抵抗値、または電圧指令値、電流検出値と前記位相差演算手段を介して得られる電圧、電流の位相差とから巻線インダクタンスを演算する演算手段とを備え、その演算値から前記回転子の位置を検出することを特徴としている。

5

【0009】第6の発明では、固定子巻線と永久磁石を持つ回転子とからなる3相ブラシレスモータと、電圧形PWMインバータからなる交流電源と、この交流電源に対し電圧指令値を与える電圧指令回路と、この電圧指令値と電流検出値とから電圧、電流の位相差を演算する位相差演算手段と、前記交流電源を介して任意の空間角度で固定子の3相巻線を交番電圧にて交流励磁したとき前記位相差演算手段にて演算される位相差を記憶する記憶手段と、前記空間角度を最初に設定した空間角度から電気角で180度または360度になるまで或る所定の角度ずつ順次変化させて行きながら、その都度演算される電圧、電流の位相差を前記記憶手段に順次記憶して行き、この記憶された位相差が最大の空間角度をもって永久磁石がつくる磁束と直交しているものと判断し、前記位相差が最小の空間角度をもって永久磁石がつくる磁束と平行しているものと判断することを特徴としている。

【0010】第7の発明では、第6の発明において、前記交流励磁するときの電圧指令値の中で最大の振幅となる相を選択する選択手段を付加し、選択された相の電圧指令値とこれに対応する電流検出値とから位相差を検出することを特徴としている。また、第8の発明では、第5ないし第7のいずれかの発明において、前記交流電源を電流マイナーループ付きの電圧形PWMインバータとして前記電圧指令回路の代わりに電流指令回路を設け、前記位相差をこの電流指令回路からの電流指令値と電圧検出値とから演算することを特徴としている。

【0011】

【作用】ブラシレスモータがトルクを発生するためには、回転子にある永久磁石が発生する磁束に直交した電流を流せば良い。また、ブラシレスモータの2相巻線間を交流励磁しても交流の半周期毎に発生トルクは反転する*

$$i = I \cdot \sin \omega t \quad \dots (1)$$

(I:電流の振幅、 ω :励磁電源の角周波数)

いま、合成電流ベクトル*i*と永久磁石が作る磁束とのなす角度を ϕ とすると、合成電流によって発生するトルク※

$$\tau = I \phi \cdot \sin \phi \cdot \sin \omega t \quad \dots (2)$$

(ϕ :磁束の大きさ)

次に、微小振動時のブラシレスモータの機械系を慣性体Jのみとして近似すると、次式が成立する。

$$\tau = J \cdot d\omega_a / dt = I \phi \cdot \sin \phi \cdot \sin \omega t \quad \dots (3)$$

($d\omega_a / dt$:微小振動の回転角加速度)

【0014】したがって、(3)式の両辺を積分すると★角度の変位は少ないので、 $\sin \phi$ を定数と考えると次式となる。

$$\omega_a = -A \cdot \sin \phi \cdot \cos \omega t \quad \dots (4)$$

($A = I \phi / J$)

そして、回転子が回転すると回転子上の永久磁石による磁束も回転するので、速度起電圧*e*が発生する。この起電圧*e*は速度と磁束に比例するが、励磁される2相巻線に誘起する電圧は同じく ϕ の関数となり、速度起電力定数を*k*とすると次式を得る。

$$\begin{aligned} e &= -k \cdot \omega_a \cdot \phi \cdot \sin \phi \\ &= -k A \phi \cdot \sin \phi \cdot \sin \phi \cdot \cos \omega t \\ &= -B \cdot (-\cos 2\phi + 1) \cdot \cos \omega t \end{aligned} \quad \dots (5)$$

6

*るので、回転子が回転し続けることはなく、励磁周波数に応じて微小振動が生じる。ところで、この回転子の微小振動によって永久磁石の磁束も変化するので、各巻線には速度起電圧が生じるが、この速度起電圧は見かけ上固定子巻線のインダクタンスを減少させるように働く。また、微小振動の振幅は交流励磁した相の空間的角度と永久磁石による磁束との角度、すなわち回転子位置によって異なる。このことは、ブラシレスモータの3相巻線間を交流励磁する場合も同様に当てはまる。したがって、固定子巻線のインダクタンスを求めることにより、回転子位置を知ることが可能となる。

【0012】ここで、実施例について説明する前に、まず原理につき説明する。図12は永久磁石形ブラシレスモータの2相間を交流励磁した場合の、磁極位置と線間インダクタンスとの関係を示すものである。ここで、図12の横軸は磁極位置、すなわち回転子の位置を電気角で表わしたもので、図13に示すようにU相巻線と永久磁石20とがつくる磁束が一致する角度を $\theta = 0^\circ$ の基準としている。図12は、各相のインダクタンスが電気角の2倍の周期で正弦波状に変化していることを示しており、例えばU相とV相の2相を交流励磁した場合のインダクタンス*L_{uv}*を例にとると、 $\theta = 45^\circ$ 、 225° において最小値となり、 $\theta = 135^\circ$ 、 315° において最大値となる。いま、交流励磁したときに各巻線に流れる電流を巻線の位置に対応した電流ベクトルと考えると、インダクタンスが最小になる角度はU相電流ベクトルとV相電流ベクトルとの合成ベクトルと平行であり、最大となるのは垂直となる角度である。このことを、数式を用いて以下に説明する。

【0013】まず、合成電流ベクトル*i*を次式とする。

$$(B = (k I \phi^2) / 2 J)$$

【0015】図14に合成電流ベクトル I と速度起電圧 e との関係を示す。すなわち、同図のように電流とそれによって誘起される電圧との位相関係は容量性負荷の特性を示している（電流が電圧よりも進み位相関係にある）ことから、微小振動によってインダクタンスはあたかも減少したかのように見える。また、(5)式に示すとおり、この影響は回転子と励磁する巻線の位置に依存し、図12のように電気角の2倍の周期で正弦波状に変化することがわかる。なお、上記 θ と図12の θ とは基準軸が 30° 異なっている。以上のことから、固定子の或る2相を交流励磁した場合のインダクタンス値は励磁電圧と電流の関係から求め、このインダクタンス値から逆に回転子位置を知ることができる。以上が、この発明の原理である。

【0016】

【実施例】図1はこの発明の実施例を示すブロック図である。同図に示すように、この実施例は星形結線された*

$$L_{UV} = \{ (V_{UV} / I_{UV})^2 - R^2 \}^{1/2} / 2\pi f \quad \dots (6)$$

【0017】なお、励磁電圧実効値および電流実効値と電圧、電流波形から両者の位相差を検出し、力率から線間インダクタンスを測定することも可能である。次に磁極位置演算回路10の回転子位置を判断する判断手段において、インダクタンス値より回転子位置を判断する。インダクタンスが検出できれば、この値およびブラシレ※

$$L_{UV} = L_1 - L_a \cdot \sin(2\theta + 30^\circ) \quad \dots (7)$$

したがって、 θ は次式となる。

$$2\theta = \sin^{-1} \{ (L_1 - L_{UV}) / L_a \} - 30^\circ \quad \dots (8)$$

ここで、 2θ のとり得る値としては $0 \sim 720^\circ$ となるので、4個の角度に限定できることになる。

【0018】次に、励磁する線間を切換スイッチ6により切り換えてインダクタンスを測定すれば上記と同様に4つの角度データが得られるが、これを利用することによって4つのうちの2つに絞ることができる。図12で、例えば第1回目にU、W間を励磁して4つの位置（インダクタンス値に相当する）P1～P4が得られ、2回目にV、W間を励磁して4つの位置Q1～Q4が得られたとすると、この場合はP1、P3の2つに限定できることになる。このように、インダクタンスの角度変化により磁極位置の検出を行なうが、角度変化の関数が $\sin 2\theta$ なので、 $0 \leq \theta \leq 180^\circ$ と $180^\circ \leq \theta < 360^\circ$ の区別、つまり、上記の例ではP1の位置なのかP3の位置なのかを区別することができない。これは、検出した値を用いて運転すると、力率1または力率-1のどちらになるか不明であることを意味している。しかし、この問題はトルク指令を反転する回路を付加し、運転の最初においてトルク指令の極性と回転方向を判別し、極性と回転方向が一致しない場合はトルク指令の反転出力を用いることにより、容易に解決することができる。

* 3相ブラシレスモータ1と、これに機械的に結合されたパルスエンコーダ(PE)2と、ブラシレスモータ1の巻線を励磁する交流電源3と、交流電源3の出力電圧を検出する電圧検出器4と、同じく電流を検出する電流検出器5と、異なる線間を励磁するための切換スイッチ6と、各検出器4、5の検出値から磁極位置を演算する磁極位置演算回路10とから構成される。なお、この磁極位置演算回路10は電圧、電流の検出値よりインダクタンスを演算する演算手段と、演算したインダクタンスの値から回転子位置を判断する判断手段とから構成される。かかる構成において、まず、最初に任意の2相間、例えばU相-V相間を交流電源3によって励磁するとともに、そのときの励磁電圧実効値と電流実効値を検出器4、5を用いて検出する。磁極位置演算回路10のインダクタンスを演算する演算手段において、これらの値 V_{UV} 、 I_{UV} と既知である線間の抵抗値 R とにより、線間インダクタンス L_{UV} が次式で求められる。

※スモータの励磁条件によって固有の値となる図12の L_0 、 L_1 などにより、磁極位置は電気角 360° のうちのいずれか4点上にあることが分かる。このことを数式を用いて説明する。まず、磁極位置の基準軸を図12と同じとすると、磁極位置 θ と L_{UV} との関係は次式で与えられる。

【0019】図2はこの発明の第2の実施例を示すブロック図である。同図において、7は電圧形PWMインバータ、8はPWM回路、11Aは電圧指令値演算回路で、その他は図1と同様である。なお、磁極位置演算回路11Bは、この実施例においては、電圧形PWMインバータの電圧指令値と電流検出値とからインダクタンスを演算する演算手段と、その演算値から回転子の位置を判断する判断手段とから構成されている。この例は、エンコーダ2が結合された3相ブラシレスモータ1をPWMインバータ7により交流励磁する点が特徴である。ブラシレスモータ1およびPWMインバータ7の制御回路11は電圧指令値演算回路11Aから電圧形PWMインバータ7の電圧指令値 v^* を出力し、PWM回路8により6個のスイッチング素子のスイッチングパターンを求め、これを出力する。このとき、2相励磁となるようにスイッチングパターンが決定される。また、磁極位置演算回路11Bが設けられるが、励磁電流は電流検出器5により検出し、励磁電圧は制御回路11内の電圧指令値演算回路11Aからの電圧指令値 v^* を用いる点で若干異なっている。

【0020】図3はこの発明の第3の実施例を示すブロック図である。これは、図2の変形例を示し、制御回路

9

12内に電流指令値演算回路12Aを設け、これから出力される電流指令値 i^* と電流検出器5からの電流検出値とから電圧形PWMインバータ7のスイッチングパターンを出力する電流制御回路9を有する点、および磁極位置演算回路12Bが電流指令値 i^* と電圧検出器4からの検出値を用いる点が異なるだけで、その他は図2と同じである。なお、磁極位置演算回路12Bは、この実施例においては、電流マイナーループ付き電圧形PWMインバータの電流指令値と電圧検出値とからインダクタンスを演算する演算手段と、その演算値から回転子位置を判断する判断手段とから構成されている。図4に図3で用いられる電流制御回路の具体例を示す。電流制御回路9を加減算器9A、電流調節器(ACR)9BおよびPWM回路9Cから構成し、加減算器9Aにて電流指令値と検出値との偏差を得、これを電流調節器9Bに入力することによって電圧指令値 v^* を得、これをPWM回路9Cに入力してスイッチングパターンを得るものである。

【0021】図5はこの発明の第4実施例を示すブロック図である。以上の実施例では磁極位置の検出は可能であるが、その極性の判別ができない。そこで、ブラシレスモータの磁気飽和を利用して極性を判断可能にしようとするのが、この例である。このため、2通りの位相で特定期間(固定子の時定数よりも短い期間)だけブラシレスモータ1を直流励磁してそのときの電流の増加量を記憶し、増加量の大小からN極、S極の判断を行なう極性判別回路11Cを設けている。このとき、永久磁石が作る磁束と同方向または逆方向に電流を流すが、これは磁極位置が磁極位置演算回路11Bの出力により分かるので、このような方向に電流を流すことは容易である。なお、このようにするのは磁束と平行な電流は力率0であり、モータを回転させない(トルクを出さない)ようにするためである。磁束と平行となる電流を両方向に流すと、そのうちのどちらかは磁束と同方向なので、通電によってモータのギャップ磁束は増磁され、もう一方は逆方向なので減磁される。モータのギャップは一般に飽和特性を有しているため、増磁か減磁かにより巻線イン*

$$vu = v^* \cdot \cos \alpha \quad \dots (9a)$$

$$vv = v^* \cdot \cos (\alpha - 120^\circ) \quad \dots (9b)$$

$$vw = v^* \cdot \cos (\alpha + 120^\circ) \quad \dots (9c)$$

これらを空間的に合成した電圧ベクトルは、指令された空間角度で交番電圧となるので $\alpha (= \alpha_0)$ は一定値で※

$$v^* = V_0 \sin \omega t \quad \dots (10)$$

これを(9a)～(9c)に代入すると次式となる。

$$vu = ku \cdot V_0 \cdot \sin \omega t \quad \dots (11a)$$

$$vv = kv \cdot V_0 \cdot \sin \omega t \quad \dots (11b)$$

$$vw = kw \cdot V_0 \cdot \sin \omega t \quad \dots (11c)$$

ここに、 $ku = \cos \alpha_0$ 、 $kv = \cos (\alpha_0 - 120^\circ)$ 、 $kw = \cos (\alpha_0 + 120^\circ)$ である。

$$iu = ku \cdot i \cdot \sin (\omega t + \beta) \quad \dots (12a)$$

10

*ダクタンスが変化する。従って、直流励磁して電流の変化量 (di/dt) を検出すれば増磁か減磁、すなわちN極かS極かを判別できることになる。

【0022】図5では、磁極位置演算回路11Bから力率0となる2つの角度 θ_0 (θ_{01} 、 θ_{02} は互いに 180° の角度差がある)を出力して電圧指令値演算回路11Aに与え、この電圧指令値演算回路11Aにより巻線の時定数よりも短い特定期間だけ θ_{01} 、 θ_{02} に応じた角度の直流電圧を指令する。極性判別回路11Cは直流励磁から一定時間後の電流値を電流検出器5より取り込み、2つのデータを比べて大きい方が増磁、小さい方が減磁であることから、N極、S極の判別が可能となる。なお、PWM回路8からは直流励磁可能となるようなスイッチングパターンが出力されることは言うまでもない。

【0023】以上の2つの巻線を交流励磁するものでは3通りの組み合わせでしか励磁できないので、ロータと電流ベクトルの角度によって変化するインダクタンスの最大値や最小値を必ずしも検出し得るとは限らない。そのため、インダクタンスの演算精度が低く、また、各巻線間インダクタンス値から磁極位置を検出するので、各巻線のインピーダンスの違いなどが誤差となって磁極位置の検出精度を高めるのが難しい。そこで、次のようにすることが考えられる。図6はこの発明の第5実施例を示すブロック図である。これは、ブラシレスモータ1と、モータ1に流れる電流を検出する電流検出器5と、例えば電圧形PWMインバータのように各相に指令された電圧を増幅してモータ1に電圧を印加する電力増幅器7Aと、電力増幅器7Aの各相の電圧指令値を演算する電圧指令回路13と、電圧指令値と検出した電流値をもとに回転子位置を演算する磁極位置演算回路14とからなり、モータ1を3相励磁する例である。

【0024】電圧指令回路13は主として、モータ1の各巻線に印加される電圧を空間的に合成した電圧ベクトル v の空間角度の指令値 α と、そのベクトルの振幅の指令値 v^* とを与えられるベクトル回転器13Aからなり、各相の電圧指令値は次式で与えられる。

※あり、振幅 v^* は V_0 を一定値として次式となる。

【0025】これらの電圧によってモータ1に流れる各相の電流は次式となる。

11

$$i_v = k_v \cdot i \cdot \sin(\omega t + \beta)$$

$$i_w = k_w \cdot i \cdot \sin(\omega t + \beta)$$

ただし、電流の振幅 i および相電圧と上記相電流との位相差 β は、巻線 1 相当りのインピーダンス z を (1 *

$$z = R + j\omega L$$

$$i = V_0 / (R^2 + \omega^2 L^2)^{1/2}$$

$$\beta = \tan^{-1}(\omega L / R)$$

ここで、インダクタンス L は交流励磁した電圧、電流の空間角度と磁極位置 θ との関係によって、図 7 のように変化する。したがって、図 6 のように相電圧指令値とその相の電流検出値とから L を演算し、この結果より磁極位置を判断するようにする。この場合、 L の演算方法と※

$$L = \{ (V_0 / i)^2 - R^2 \}^{1/2} / \omega \quad \dots (16)$$

$$L = (V_0 / i) \cdot \sin \beta \quad \dots (17)$$

【0026】こうしてインダクタンス値が求められれば、図 7 を用いることにより磁極位置を検出することが★

$$L = L_0 + L_a \cdot \cos 2\theta$$

となり、 L_0 、 L_a の値が既知であれば、演算または関数テーブルを用いることにより、まず、 $0^\circ \leq \theta < 180^\circ$ 、 $180^\circ \leq \theta < 360^\circ$ の各領域でそれぞれ 2 通りの位置を検出することができ、続いて設定角度 α を変えて再度検出することにより、各領域での磁極位置を一義的に求めることができる。このため、図 6 の磁極位置演算回路 14 には、1 相分の相電圧指令値と電流検出器 5 からの電流検出値を取り込んで上記 (17) 式の演算に必要な電圧、電流の位相差を演算する位相差演算回路 14A と、相電圧指令値と電流検出器 5 からの電流検出値と既知の巻線抵抗値、または相電圧指令値と電流検出器 5 からの電流検出値と電圧、電流の位相差とから (16) 式または (17) 式に従ってインダクタンスを演算するインダクタンス演算回路 14B と、演算したインダクタンス値から磁極位置を検出する磁極位置検出回路 14C とが設けられている。したがって、図 6 は (17) 式を利用する実施例ということになるが、(16) 式を利用する場合は位相差演算回路 14A は不要となる。

【0027】図 8 にこの発明の第 6 実施例を示す。ここでは、電圧指令回路 13' には交流励磁する際の空間角度 α を順次切り換える空間角度指令回路 13B を設け、磁極位置演算回路 14' には電圧指令値と電流指令値との位相差を演算する位相差演算回路 14A と、演算された位相差を記憶する記憶回路 14D と、各空間角度における位相差のうち最大値または最小値となる空間角度を判断して、最大値においては電圧の空間角度と永久磁石が作る磁束とは平行であると判断し、最小値においては垂直と判断する磁極特定位置検出回路 14E とを設けて構成される。すなわち、この実施例は電圧、電流の振幅の検出、インダクタンスの演算およびインダクタンスの値から磁極位置検出のための演算または関数テーブルなしに磁極位置を検出しようとするものである。このため、空間角度指令回路 13B から任意の空間角度 α_0

12

$$\dots (12b)$$

$$\dots (12c)$$

* 3) 式で定義すると、(14)、(15) 式となる。

$$\dots (13)$$

$$\dots (14)$$

$$\dots (15)$$

※して次の (16) 式の如く電圧、電流の振幅と予め測定しておいた抵抗値とから演算する方法と、次の (17) 式の如く電圧、電流の振幅と位相 β とから演算する方法とがある。

★できる。すなわち、図 7 に示すインダクタンス値 L は、

$$\dots (18)$$

を指令してこの角度で交流励磁し、この角度における位相差を位相差演算回路 14A で演算し、記憶回路 14D に記憶する。次に、 α_0 に対して或る一定角度だけ変化させた α_1 を指令し、同様にその時の位相差を記憶する。このようにして順次角度を変化させて行き、 α_0 に対して 180° または 360° 変化させたならば励磁を終了する。そして、記憶した位相差の大小比較を行ない、最大値である空間角度を磁極と平行と判断し、最小値を示す角度を磁極と垂直であると判断する。

【0028】この点について、図 9 を参照して具体的に説明する。この図は先の (11a) 式、(12a) 式で表わされる電圧、電流波形を示しており、例えば商用周波数などでは電動機の巻線は誘導性負荷となるので、電圧 (u 相の電圧 v_u) に対して電流 (u 相の電流 i_u) は遅れ力率となることを示している。ところで、巻線のインダクタンスは図 7 の如く、励磁する空間角度によって変化するので、これに応じて電圧に対する電流の位相も図 9 のように変化する。したがって、電圧と電流の位相差を検出すれば、演算により磁束の位置と励磁した空間角度との角度差を求めることができ、これから磁極の位置を検出することができる。ただし、図 7 のように検出するインダクタンスと上記角度差の関係より、位相差が最大となる時はインダクタンスが大きいので角度差が 0° (または 180°) であり、位相差が最小となる時はインダクタンスが小さいので角度差が 90° (または 270°) となることから、位相差の最大値または最小値を検出すれば良いことになる。

【0029】図 10 に位相差検出回路の具体例を示す。これは、コンパレータ 15 によって電圧および電流の極性信号を作り、これらを論理積回路 16 に入力することによって両者の位相差に比例するパルス幅信号を作成し、このパルス幅信号をパルス幅計測回路 17 で計測して位相差 β を検出するもので、公知のデジタル回路に

て極めて容易に構成することができる。

【0030】図11にこの発明の第7実施例を示す。これは、図6に示すものとほとんど同じであるが、3相の電圧指令値と3相の電流指令値のうちの各1相ずつを選択する切換スイッチ6A、6Bを設けた点が特徴である。この切換スイッチ6A、6Bは空間角度指令値 α によって切り換えられ、(9a)～(9c)式で示される電圧指令の中で振幅が最大値となる相を選択するようにしたものである。すなわち、 α との関係は以下のようになる。

$-60^\circ < \alpha \leq 60^\circ$: a相を選択する

$60^\circ < \alpha \leq 180^\circ$: b相を選択する

$180^\circ < \alpha \leq 300^\circ$: c相を選択する

その他の点は図6の場合と同様なので、詳細は省略する。図6以下の説明では、すべて交流励磁する電源を電圧源としており、電圧と電流の位相差を検出するために、電圧指令値と検出した電流値とを利用するようにしている。そこで、電流制御付きの電源、例えば電流制御ループを有する電圧形インバータを用いる場合は、電流指令値と検出した電圧とから位相差を求めるようにしても良く、電圧検出値の代わりに電流制御ループ内の電圧指令値を用いるようにしても良い。

【0031】

【発明の効果】この発明によれば、3相ブラシレスモータの2つの巻線間を交流励磁することによって発生する微小振動による逆起電圧のために位置の関数となる線間インダクタンスを測定することにより、停止時においても磁極位置検出が可能となり、ブラシレスモータを用いたサーボシステムの磁極位置センサを不要とすることができる。また、線間インダクタンスを測定するに当たり、PWMインバータまたは電流マイナーループ付PWMインバータを用いることにより、インダクタンスを測定する電源とモータを駆動する回路を共通にできるため、コストを低減することができる。さらに、検出された磁極位置から力率0の角度に直流励磁し、そのときの直流電流の変化量からN極、S極の極性判断ができるだけでなく、トルク指令値と発生トルクの極性が互いに逆の関係とならないようにすることが可能である。3相巻線を用い、予め設定した空間角度で交流励磁するようにすれば、磁極位置に対し任意の空間角度にて励磁できるので、インダクタンスの変化から磁極位置を検出する場合の検出精度を向上させることができる。また、交流励磁する空間角度を或る角度ずつ変化させそれぞれの角度において励磁した電圧と電流との位相差を検出し、その位相差が最大となる設定角度を磁束と平行と判断し、最小の設定角度を磁束と直交と判断するアルゴリズムを採用すれば、複雑なインダクタンスの演算と角度演算が不要となり、磁極位置検出アルゴリズムが著しく簡単となり、検出に必要なコストまたは低減することができ、マイクロプロセッサを用いた場合はその実行時間を短縮

することができる。さらに、上記アルゴリズムを採用する場合に、位相差を検出する相として指令電圧が最大となる相を選択し、かつその選択に当たっては設定した空間角度を用いるようにすれば、精度をより一層向上させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の第1実施例を示す構成図である。

【図2】この発明の第2実施例を示す構成図である。

【図3】この発明の第3実施例を示す構成図である。

10 【図4】電流制御回路の具体的構成を示すブロック図である。

【図5】この発明の第4実施例を示す構成図である。

【図6】この発明の第5実施例を示す構成図である。

【図7】交流励磁するために設定された空間角度と、磁極がつくる磁束との空間角度差 θ と相インダクタンスの関係を説明するための説明図である。

【図8】この発明の第6実施例を示す構成図である。

【図9】交流励磁した際の電圧と電流の関係を説明するための説明図である。

20 【図10】位相差検出回路の具体例を示すブロック図である。

【図11】この発明の第7実施例を示す構成図である。

【図12】2相間を交流励磁した場合の磁極位置と線間インダクタンスとの関係を説明するための説明図である。

【図13】図11に示す磁極位置と3相巻線との空間的な位置関係を説明するための説明図である。

【図14】励磁電流と逆起電圧との関係を説明するための波形図である。

30 【符号の説明】

1 ブラシレスモータ

2 パルスエンコーダ (PE)

3 交流電源

4 電圧検出器

5 電流検出器

6 切換スイッチ

7 電圧形PWMインバータ

8 PWM回路

9 電流制御回路

40 6A 切換スイッチ

6B 切換スイッチ

7A 電力増幅器

9A 加減算器

9B 電流調節器

9C PWM回路

10 制御回路

11 制御回路

12 制御回路

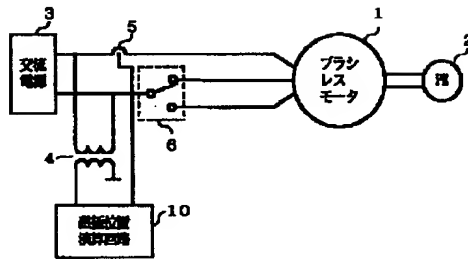
13 電圧指令回路

50 13' 電圧指令回路

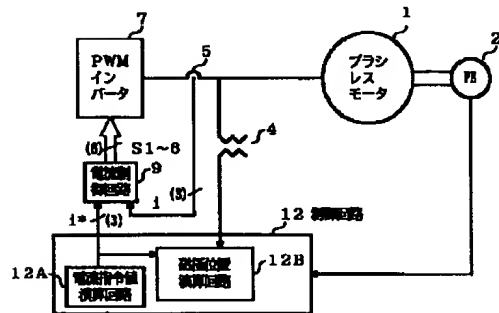
15

- 14 磁石位置演算回路
- 14' 磁石位置演算回路
- 20 永久磁石
- 11A 電圧指令値演算回路
- 11B 磁極位置演算回路
- 11C 極性判別回路
- 12A 電流指令値演算回路
- 12B 磁極位置演算回路

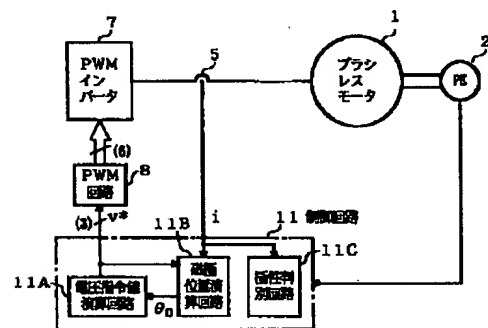
【図1】



【図3】



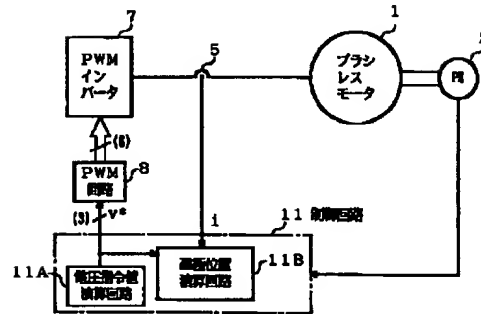
【図5】



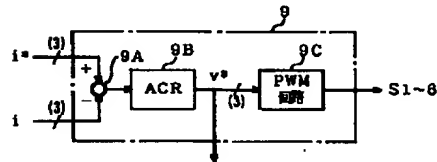
16

- 13A ベクトル回転器
- 13B 空間角度指令回路
- 14A 位相差演算回路
- 14B インダクタンス演算回路
- 14C 磁極位置検出回路
- 14D 記憶回路
- 14E 磁極特定位置検出回路

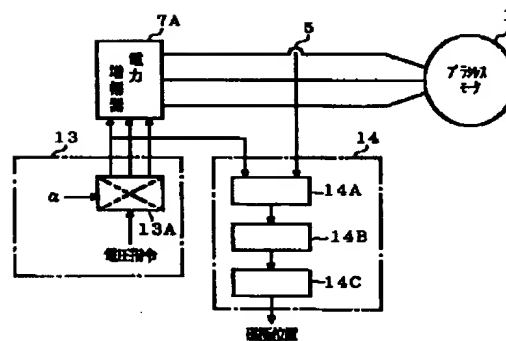
【図2】



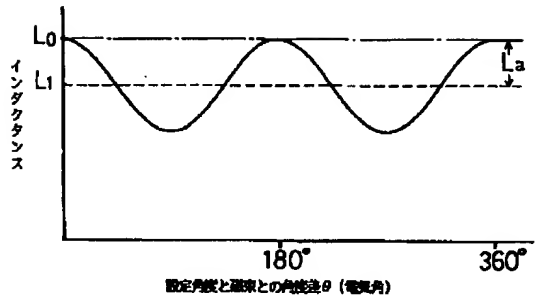
【図4】



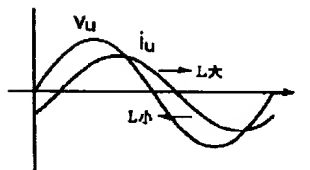
【図6】



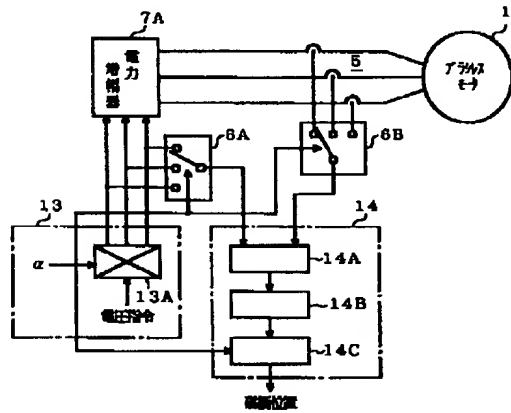
【図7】



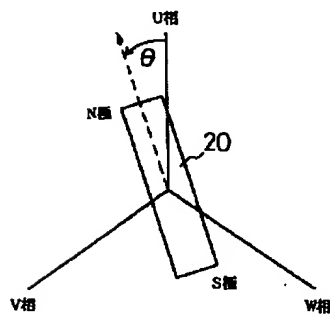
【図9】



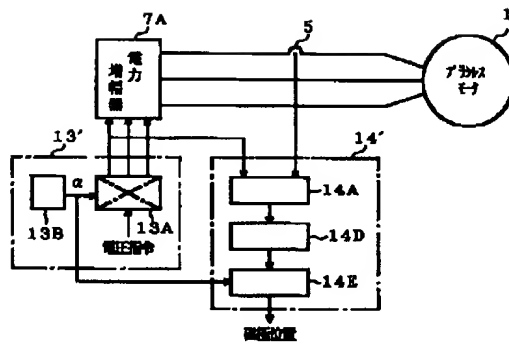
【図11】



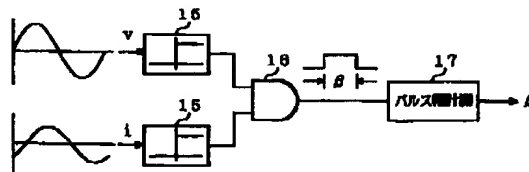
【図13】



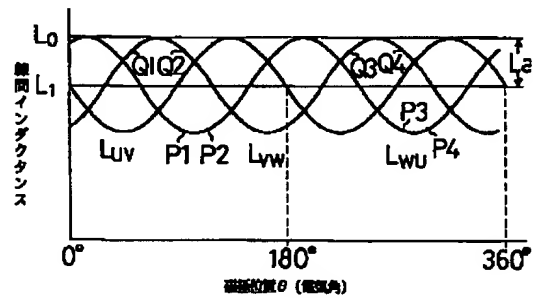
【図8】



【図10】



【図12】



【図14】

